

# PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 2003-250193

(43)Date of publication of application : 05.09.2003

(51)Int.Cl. H04R 3/02  
H04B 3/23

(21)Application number : 2002-048553

(71)Applicant : NIPPON TELEGR & TELEPH CORP  
<NTT>

(22)Date of filing : 25.02.2002

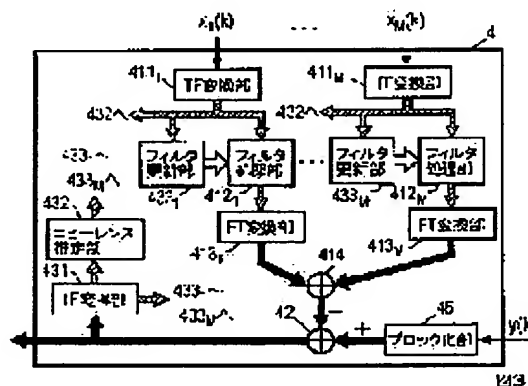
(72)Inventor : EMURA AKIRA  
HANEDA YOICHI

(54) ECHO ELIMINATION METHOD, DEVICE FOR EXECUTING THE METHOD, PROGRAM AND RECORDING MEDIUM THEREFOR

(57)Abstract:

**PROBLEM TO BE SOLVED:** To provide an echo elimination method for strongly estimating the echo route of an adaptive filter even under the conditions that interference signals other than echoes are present, and to provide a device and a program.

**SOLUTION:** In the echo elimination method for reproducing M channel reception signals (M: an integer of  $\geq 2$ ) and subtracting pseudo echo signals from sound pick-up signals, the pseudo echo signals are generated by adding convolution signals generated by the convolution operation of adaptive filter coefficients corresponding to respective channels to the M channel reception signals over the respective channels and the ratio of echo components occupying residual signals obtained by subtracting the pseudo echo signals from the sound pick-up signals is obtained. A correction vector composed of the product of the reception signals of the respective channels corresponding to the residual signals is corrected by the ratio of the echo components occupying the residual signals and updated vectors are added. Thus, the frequency domain coefficient of the adaptive filter coefficient is updated.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 10.02.2004

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3756828

[Date of registration] 06.01.2006

[Number of appeal against examiner's decision  
of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's  
decision of rejection]

[Date of extinction of right]

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号  
特開2003-250193  
(P2003-250193A)

(43) 公開日 平成15年9月5日 (2003.9.5)

(51) Int.Cl. <sup>7</sup>	識別記号	F I	テーマコード(参考)
H 0 4 R 3/02		H 0 4 R 3/02	5 D 0 2 0
H 0 4 B 3/23		H 0 4 B 3/23	5 K 0 4 6

審査請求 未請求 請求項の数11 O L (全 16 頁)

(21) 出願番号 特願2002-48553(P2002-48553)

(22) 出願日 平成14年2月25日 (2002.2.25)

(71) 出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区大手町二丁目3番1号

(72) 発明者 江村 暁

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(72) 発明者 羽田 陽一

東京都千代田区大手町二丁目3番1号 日

本電信電話株式会社内

(74) 代理人 100066153

弁理士 草野 卓 (外1名)

Fターム(参考) 5D020 C006

5K046 HH01 HH18 HH79

(54) 【発明の名称】 反響消去方法、この方法を実施する装置、プログラムおよびその記録媒体

(57) 【要約】 (修正有)

【課題】 反響以外の妨害信号の存在する状況下でも適応フィルタの反響経路推定を頑健にする反響消去方法、装置、プログラムを提供する。

【解決手段】 Mチャンネル受話信号 (M: 2以上の整数) を再生して受信信号から疑似反響信号を差し引く反響消去方法において、Mチャンネル受話信号に各チャンネルに対応する適応フィルタ係数を畳み込み演算して生じた畳み込み信号を各チャンネルに亘って加算して疑似反響信号を生成し、受信信号から疑似反響信号を差し引いて得られた残差信号に占める反響成分の比率を求め、残差信号と対応する各チャンネルの受信信号の積より成る修正ベクトルを残差信号に占める反響成分の比率にて補正して、更新ベクトルを加算することにより適応フィルタ係数の周波数領域係数を更新する反響消去方法、装置、プログラム。

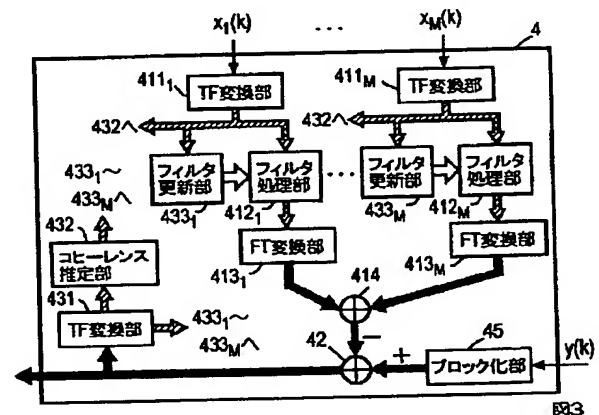


図3

## 【特許請求の範囲】

【請求項1】 スピーカM個（Mは2以上の整数）とマイクロホンN個（Nは1以上の整数）が共通の音場に配置され、スピーカからMチャンネル信号を再生し、各マイクロホンに対応する適応フィルタにMチャンネル再生信号を入力することで反響信号を予測し、收音信号から予測した反響信号を差し引き、得られた残差信号を小さくするように適応フィルタ係数を更新する多チャンネル音響通信システムにおいて、残差信号を対象信号として、対象信号に占める反響成分の比率を求め、この情報をもちいて適応フィルタ係数を更新すること、を特徴とする反響消去方法。

【請求項2】 スピーカM個（Mは2以上の整数）とマイクロホンN個（Nは1以上の整数）が共通の音場に配置され、スピーカからMチャンネル信号を再生し、各マイクロホンに対応する適応フィルタにMチャンネル再生信号を入力することで反響信号を予測し、收音信号から予測した反響信号を差し引き、得られた残差信号を小さくするように適応フィルタ係数を更新する多チャンネル音響通信システムにおいて、收音信号を対象信号として、対象信号に占める反響成分の比率を求め、この情報をもちいて適応フィルタ係数を更新すること、を特徴とする反響消去方法。

【請求項3】 請求項1、2の反響消去方法において、（A）Mチャンネル再生信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、周波数領域の適応フィルタ係数に乘算し、時間領域に変換して反響信号を予測し、（B）收音信号から予測した反響信号を差し引いて得られた残差信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、（C）再生信号と対象信号の短時間スペクトルから、周波数帯域ごとに対象信号に占める反響成分の比率を求め、（D）周波数領域で周波数帯域ごとに残差信号と再生信号を乗算して求めた修正ベクトルを、対象信号に占める反響成分の比率および入力信号と修正用信号の情報に基づいて周波数帯域ごとに補正して、適応フィルタ係数を更新する、というステップを含む反響消去方法。

【請求項4】 請求項1、2の反響消去方法において、（A）Mチャンネル受話信号を処理して、チャンネル間相関がほぼ無相関とみなせるMチャンネル付加信号を生成し、（B）Mチャンネル付加信号をそれぞれ受話信号に加算して再生信号とし、（C）Mチャンネル再生信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、周波数領域の適応フィルタ

$$\gamma^2(f) = 1 - (1 - \gamma_{1v}^2(f)) \cdots (1 - \gamma_{Mv(M-1)}^2(f))$$

で求めることを特徴とする反響消去方法。

【請求項6】 共通の音場に配置されたスピーカM個（Mは2以上の整数）とマイクロホンN個（Nは1以上の整数）と接続され、

\*タ係数に乘算し、時間領域に変換して反響信号を予測し、（D）收音信号と予測した反響信号との残差信号を、短時間区間ごとに周波数領域に変換し、（E）再生信号と対象信号の短時間スペクトルから、周波数帯域ごとに対象信号に占める反響成分の比率を求め、（E）Mチャンネル付加信号にa倍（aは0～1の値）したMチャンネル受話信号を加算して修正用信号を生成し、（F）修正用信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、（G）周波数領域で周波数帯域ごとに残差信号と修正用信号を乗算して求めた修正ベクトルを、対象信号に占める反響成分の比率および入力信号と修正用信号の情報に基づいて周波数帯域ごとに補正して、適応フィルタ係数を更新する、というステップを含む反響消去方法。

【請求項5】 請求項1、2、3、4の反響消去方法において、

第mチャンネル再生信号  $x_m(k)$ （ $m=2, \dots, M$ ）より第1～第m-1チャンネル再生信号  $x_1(k), \dots, x_{m-1}(k)$  との相関成分を除去した信号の短時間スペクトル

【数1】

$$X_{m \cdot (m-1)}(f)$$

を求め、

対象信号  $v(k)$  より、第1～第m-1チャンネル再生信号  $x_1(k), \dots, x_{m-1}(k)$  との相関成分を除去した信号の短時間スペクトル

【数2】

$$V_{\cdot (m-1)}(f)$$

30 を求め、

2つの短時間スペクトル

【数3】

$$X_{m \cdot (m-1)}(f) \text{ と } V_{\cdot (m-1)}(f)$$

について、コヒーレンス

【数4】

$$\gamma_{m \cdot v \cdot (m-1)}^2(f)$$

を求め、

40 第1チャンネル再生信号と対象信号の短時間スペクトルからコヒーレンス  $\gamma_{1v}^2(f)$  を求め、

対象信号  $v(k)$  に占める反響成分の比率を

【数5】

50 と、

残差信号を対象信号として、対象信号に占める反響成分の比率を求める手段と対象信号に占める反響成分の比率をもちいて、得られた残差信号を小さくするように適応フィルタ係数を更新する手段と、  
を備える反響消去装置

【請求項7】 共通の音場に配置されたスピーカM個（Mは2以上の整数）とマイクロホンN個（Nは1以上の整数）に接続され、  
マイクロホンごとに、Mチャンネル再生信号から反響信号を予測する適応フィルタと、  
マイクロホンによる收音信号から予測した反響信号を差し引いて残差信号を得る手段と、  
收音信号を対象信号として、対象信号に占める反響成分の比率を求める手段と、  
対象信号に占める反響成分の比率をもちいて残差信号を小さくするよう適応フィルタ係数を更新する手段と、  
を備える反響消去装置。

【請求項8】 請求項6、7の反響消去装置において、  
Mチャンネル受話信号を処理して、チャンネル間相関がほぼ無相関とみなせるMチャンネル付加信号を生成する手段とMチャンネル付加信号をそれぞれ受話信号に加算して再生信号とする手段とMチャンネル再生信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換する手段と、  
周波数領域の適応フィルタ係数を乗算する手段と、時間領域に変換して予測反響信号を得る手段と、  
收音信号と予測した反響信号との残差信号を、短時間区間ごとに周波数領域に変換する手段と、  
再生信号と対象信号の短時間スペクトルを求める手段と、再生信号と対象信号の短時間スペクトルから、周波数帯域ごとに対象信号に占める反響成分の比率を求める手段と、  
Mチャンネル付加信号にa倍（aは0～1の値）したMチャンネル受話信号を加算して修正用信号を生成する手段と、  
修正用信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換する手段と、  
周波数領域で周波数帯域ごとに残差信号と修正用信号を乗算して修正ベクトルを求める手段と、  
対象信号に占める反響成分の比率および入力信号と修正用信号の情報に基づいて周波数帯域ごとに修正ベクトルを補正する手段と、  
補正された修正ベクトルをもちいて適応フィルタ係数を更新する手段とを備える反響消去装置。

【請求項9】 請求項6、7、8の反響消去装置において、  
第mチャンネル再生信号より第1～第m-1チャンネル再生信号との相関成分を除去した信号の短時間スペクトルを求める手段と、  
対象信号より、第1～第m-1チャンネル再生信号との相関成分を除去した信号の短時間スペクトルを求める手段と、

2つの短時間スペクトルとについて、コヒーレンスを求める手段と、

第1チャンネル再生信号と対象信号の短時間スペクトルからコヒーレンスを求める手段と対象信号に占める反響成分の比率を、コヒーレンスから求める手段と、  
を備える反響消去装置。

【請求項10】 請求項1～5に記載の反響消去方法をコンピュータにより実行する反響消去プログラム。

10 【請求項11】 請求項10に記載の反響消去プログラムを記録したコンピュータ読み取り可能な記録媒体。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【発明の属する技術分野】この発明は、反響消去方法、装置、プログラムおよびその記録媒体に関し、特に、拡声通話装置の如き音響通信装置において通話の障害となり、時にはハウリングを引き起こす反響を消去する反響消去方法、装置、プログラムおよびその記録媒体に関する。

【0002】

20 【従来の技術】拡声通話装置においては、受話音声からスピーカから拡声されてマイクロホンに回り込み收音されて生じる反響が問題となる。通信回線を介して相互接続された拡声通話装置について閉ループのループゲインが1より大きい場合、ハウリングを引き起こして通話を不可能にする。また、ループゲインが1より小さい場合であっても、反響は通話の障害となると共に不快感を与える。より自然な通話環境を実現するために、スピーカからマイクロホンへの音響的回り込みにより生じる反響の消去が必要となる。

30 【0003】図1を参照するに、反響消去装置はMチャンネル再生系と1チャンネル收音系に接続され、反響の消去を行う。ここで、受話端子1<sub>m</sub>（m=1ないしM）から入力される受話信号は、スピーカ2<sub>m</sub>（m=1ないしM）において音響信号として再生され、反響経路h<sub>m</sub>（m=1ないしM）を経てマイクロホン3に回り込む。受話端子1<sub>m</sub>と送話端子5の間に接続される反響消去部4により反響を消去する。この反響消去部4はM入力1出力適応フィルタより成る。マイクロホン3がN個ある場合は、図1に示されるM入力1出力適応フィルタをN  
40 個並列に並べた構成とする。

【0004】この反響消去部4の構成を図2を参照して説明する。各受話信号を予測反響生成部41に入力して予測反響信号を生成し、この予測反響信号とマイクロホン3から入力する收音信号との間の差が減算器42においてとられ、この残差信号e(k)が反響経路推定部43にフィードバックされる。予測反響生成部41への入力信号をx<sub>m</sub>(k)、マイクロホン3により收音された收音信号をy(k)、スピーカ2<sub>m</sub>からマイクロホン3に到る反響経路のインパルス応答をh<sub>m</sub>、その長さをLとすると、受話チャンネル数M=1のとき、入力信号x<sub>m</sub>(k)

と受信信号  $y(k)$  の間には、  
【0005】

\* 【数6】

\*

$$y(k) = \sum_{l=0}^{L-1} h_l(l) x_1(k-l)$$

の関係があり、インパルス応答と入力信号を

$$\mathbf{h} = [h_1(0) \quad \dots \quad h_1(L-1)]^T$$

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k) \quad \dots \quad x_1(k-L+1)]^T$$

のようにベクトル化すると、入力信号と受信信号の関係は次のように記述される。

$$y(k) = \mathbf{h}^T \mathbf{x}(k)$$

受話チャネル数  $M \geq 2$  のときも、インパルス応答と入力信号を

$$\mathbf{h} = [h_1(0) \quad \dots \quad h_1(L-1) \quad h_2(0) \quad \dots \quad h_M(L-1)]^T$$

$$\mathbf{x}(k) = [x_1(k) \quad \dots \quad x_1(k-L+1) \quad x_2(k) \quad \dots \quad x_M(k-L+1)]^T$$

【0006】の様にベクトル化することで、入力信号  $\mathbf{x}(k)$  と受信信号  $y(k)$  の関係を受話チャネル数  $M=1$  のケースと同様に記述することができる。反響消去部4の内部においては、予測反響生成部41により予測反響信号が生成されて、実際の受信信号  $y(k)$  との間の差  $e(k)$  および過去の入力信号  $\mathbf{x}_a(k)$  に基づいて受信信号  $y(k)$  と予測反響信号の差である残差信号  $e(k)$  が小さく※20

※くなる様に予測反響信号生成用の適応フィルタの係数が逐次更新される。ここにおいては、適応フィルタ係数の更新法をNLMS法とした場合を説明する。実際の受信信号  $y(k)$  から適応フィルタにより予測された予測反響信号を差し引いて得られる残差信号  $e(k)$  は、

【0007】

【数7】

$$e(k) = y(k) - \hat{\mathbf{h}}^T(k) \mathbf{x}(k)$$

により計算される。ただし  $\hat{\mathbf{h}}(k)$  は要素数  $L$  の適応フィルタ係数ベクトルである。この残差信号をもちいて修正ベクトル

$$d\hat{\mathbf{h}}(k) = \frac{e(k)\mathbf{x}(k)}{\mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k)}$$

を求め、適応フィルタを

$$\hat{\mathbf{h}}(k+1) = \hat{\mathbf{h}}(k) + \mu d\hat{\mathbf{h}}(k)$$

【0008】により更新する。ただし、 $\mu$  は推定を安定にするため、0～1の固定した値に設定されるステップサイズである。この適応フィルタ更新方法において、受信信号  $y(k)$  は反響のみが収音されたものであることを前提としている。しかし、拡声通話装置が実際に使用されるときは、受信信号  $y(k)$  には送話および騒音の如き反響以外の信号が当然に含まれる。ここで、反響信号を  $y_e(k)$ 、送話および騒音の如き反響以外の信号を妨害信号  $y_i(k)$  とし、受信信号  $y(k)$  が

$$y(k) = y_e(k) + y_i(k)$$

で表されるものとする。このとき、NLMS法の適応フィルタ更新式は

【0009】

【数8】

$$\mu d\hat{\mathbf{h}}(k) = \mu \frac{(y_e(k) - \hat{y}(k))\mathbf{x}(k)}{\mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k)} + \mu \frac{y_i(k)\mathbf{x}(k)}{\mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k)}$$

のように書換えられるので、適応フィルタは統計的に

$$\mu \mathbb{E} \left[ \frac{(y_e(k) - \hat{y}(k))\mathbf{x}(k)}{\mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k)} \right] + \mu \mathbb{E} \left[ \frac{y_i(k)\mathbf{x}(k)}{\mathbf{x}^T(k)\mathbf{x}(k)} \right]$$

【0010】の方向に修正される。ただし、 $\mathbb{E}[\cdot]$  は平均をとることを意味する。この第2項は理想的な修正方向からのズレを表し、送話および騒音が妨害信号とし

て働くことがわかる。受信信号  $y(k)$  に妨害信号  $y_i(k)$  が含まれる状況においては、適応フィルタの係数がこの分だけ誤って更新されるので、ステップサイズ  $\mu$  の値に応じたノイズが発生し、ときには適応フィルタを発散させる。発散を回避するには、ステップサイズ  $\mu$  を十分に小さくする必要があるが、実際は不必要に小さい  $\mu$  を選択するか、或は発散しない程度の大きさの  $\mu$  で反響以外の音響の妨害による不正確な修正を或る確率で許容することになり、収束速度を低下させることにつながる。

【0011】文献 A. Mader, H. Puder, G. U. Schmidt, "Step-size control for acoustic echocancellation filters-an overview," Signal Processing, 80, pp. 1697-1719 (2000)には、この様な状況において最適なステップサイズ  $\mu$  を導く方法が示されている。これによれば、反響と予測反響の差である残留反響信号

【0012】

【数9】

$$e_{\hat{e}}(k) = (\mathbf{h}(k) - \hat{\mathbf{h}}(k))^T \mathbf{x}(k)$$

および妨害信号  $y_i(k)$  をもちいて、最適なステップサイズは

$$\mu(k) = \frac{\mathbb{E}[e_{\hat{e}}^2(k)]}{\mathbb{E}[e_{\hat{e}}^2(k)] + \mathbb{E}[y_i^2(k)]}$$

【0013】で求められる。この式によれば、妨害信号パワー  $\varepsilon[y_1^2(k)]$  が大きくなる程ステップサイズ  $\mu$  が小さく設定されることにより、妨害信号  $y_1(k)$  が適応フィルタ推定に及ぼす影響を減少させている。

【0014】

【発明が解決しようとする課題】しかし、実際の環境でこの最適なステップサイズ  $\mu$  をそのまま求めて適応フィルタを更新することはできなかった。それは、残留反響信号  $e\varepsilon(k)$  に妨害信号が重畳している残差信号から、残留反響信号  $e\varepsilon(k)$  だけを抽出することはできないからである。また、反響消去装置は、本来、スピーカ2からマイクロホン3までの未知の反響経路  $h$  を推定しながら反響を消去するに使用されるので、

$$e\varepsilon(k) = (h(k) - \hat{h}(k))^T x(k)$$

の関係式から残留反響信号を求めることもできないからである。

【0015】仮に、妨害信号  $y_1(k)$  のパワー  $\varepsilon[y_1^2(k)]$  が一定で、そのレベルが予め分かっている場合、最適なステップサイズ  $\mu$  を算出することはできる。しかし、通常は、騒音信号のレベルは一定とは限らないし、送話信号のレベルは時々刻々と変動している。以上の状況において、最適なステップサイズ  $\mu$  を使用して適応フィルタを更新するには、残差信号に占める反響成分の比率を推定する必要がある。この発明の目的は、残差信号あるいは收音信号から残差信号に占める反響成分の比率を求め、この情報をもちいて適応フィルタ係数を更新することにより、多チャネル音響通信における上述の問題を解決する反響消去方法、装置、プログラムおよびその記録媒体を提供することにある。

【0016】

【課題を解決するための手段】この発明によれば、スピーカM個（Mは2以上の整数）とマイクロホンN個（Nは1以上の整数）が共通の音場に配置され、スピーカからMチャネル信号を再生し、各マイクロホンに対応する各M入力1出力適応フィルタにMチャネル再生信号を入力して反響信号を予測し、マイクロホンからの收音信号から適応フィルタ出力信号を差し引いて得られる残差信号を小さくするように適応フィルタ係数を更新する多チャネル音響通信システムにおいて、残差信号に占める反響成分の比率を使用して適応フィルタ係数を更新する反響消去方法を構成する。また残差信号の代わりに收音信号に占める反響成分の比率を使用して適応フィルタ係数を更新する反響消去方法を構成することもできる。これにより、收音信号に反響以外の信号が含まれる状況でも適応フィルタによる反響消去と反響経路推定が安定になる。

【0017】また、Mチャネル再生信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、周波数領域の適応フィルタ係数に乗算し、時間領域に変換して反響信号を予測し、收音信号から予測した反響信号を差し引いて得られた残差

信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、再生信号と対象信号の短時間スペクトルから、周波数帯域ごとに対象信号に占める反響成分の比率を求める。周波数領域で周波数成分ごとに残差信号と再生信号を乗算して求めた修正ベクトルを、対象信号に占める反響成分の比率、および入力信号と修正用信号の情報に基づいて周波数帯域ごとに補正して、適応フィルタ係数を更新する反響消去方法を構成した。適応フィルタ係数を周波数領域で取り扱うことにより、收音信号に反響以外の信号が含まれる状況での反響消去と反響経路推定を安定にしつつ、トータルの演算量を大幅に削減することができる。

【0018】また、Mチャネル受話信号を処理して、チャネル間相関がほぼ無相関とみなせるMチャネル付加信号を生成し受話信号に加算して再生信号とし、短時間区間ごとに周波数領域に変換して周波数領域の適応フィルタ係数に乗算したのち時間領域に変換して反響信号を予測し、收音信号と予測した反響信号との残差信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、再生信号と対象信号の短時間スペクトルから周波数帯域ごとに対象信号に占める反響成分の比率を求め、Mチャネル付加信号にa倍（aは0～1の値）したMチャネル受話信号を加算して修正用信号を生成し、修正用信号を短時間区間ごとに周波数領域に変換し、周波数領域で周波数成分ごとに残差信号と修正用信号を乗算して求めた修正ベクトルを対象信号に占める反響成分の比率および入力信号と修正用信号の情報に基づいて周波数帯域ごとに補正し、補正された修正ベクトルで適応フィルタ係数を更新する反響消去方法を構成した。これにより、收音信号に反響以外の信号が含まれる状況での反響消去および反響経路推定を安定にし、トータルの演算量を大幅に削減しつつ、反響経路推定を高速化できる。

【0019】更に、第mチャネル再生信号より第1～第m-1チャネル再生信号との相関成分を除去した信号の短時間スペクトルを求め、対象信号より、第1～第m-1チャネル再生信号との相関成分を除去した信号の短時間スペクトルを求め、これらの短時間スペクトルから求めたコヒーレンスをもちいて、対象信号に占める反響成分の比率を求める反響消去方法を構成する。このような推定法により、再生信号、收音信号に含まれる反響以外が時々刻々と変動する状況でも残差信号もしくは收音信号に占める反響成分の比率を確実に推定することが可能となる。

【0020】

【発明の実施の形態】残差信号もしくは收音信号を対象信号とするときに対象信号に占める反響成分の比率を推定する目的で、コヒーレンス即ち、クロススペクトルをパワースペクトルで正規化して得られる複素関数の振幅2乗値を使用することができる。以下、残差信号を対象信号とする場合について説明する。入力チャネル数がM=1のモノラルの反響消去装置について、適応フィルタ

への入力信号  $x(k)$  と残差信号  $e(k)$  のパワースペクトルを  $S_{xx}(f)$ 、 $S_{ee}(f)$ 、クロススペクトルを  $S_{xe}(f)$  とするとき、コヒーレンスは

【0021】

【数10】

$$\gamma^2(f) = \frac{|S_{xe}(f)|^2}{S_{xx}(f)S_{ee}(f)}$$

$$S_{xx}(f) = S_{e_{re}}(f) + S_{y_i y_i}(f)$$

$$S_{xx}(f) = S_{x(e_i + y_i)}(f) = S_{xx}(f)$$

が成立している。また入力信号  $x(k)$  から残留反響信号  $e_e(k)$  への伝達特性がほぼ一定と見なせる場合には、2つの信号のクロススペクトルについて

$$|S_{xe}(f)|^2 = S_{xx}(f)S_{e_e e_e}(f)$$

が成立している。これより残差信号  $e(k)$  と入力信号  $x(k)$  のコヒーレンスは、

$$\gamma^2(f) = \frac{S_{e_e e_e}(f)}{S_{e_e e_e}(f) + S_{y_i y_i}(f)}$$

【0024】を満たしている。この式によれば、コヒーレンス  $\gamma^2(f)$  とは、入力信号スペクトルと相関のある成分が残差信号  $e(k)$  のパワースペクトルに占める割合である。即ち、入力信号  $x(k)$  と残差信号  $e(k)$  のコヒーレンスは、残差信号  $e(k)$  に占める反響成分即ち残留反響信号  $e_e(k)$  のパワー比を表わしている。なお、コヒーレンスについては、例えば日野著、朝倉書店発行『スペクトル解析』に詳説されており、コヒーレンスを使用する解析については、例えば森下、小畑著、計測自動制御学会発行『信号処理』に詳説されている。

【0025】各パワースペクトルとクロススペクトルは、入力信号  $x(k)$ 、残留反響信号  $e_e(k)$  を  $2L$  点離散フーリエ変換して求めた短時間スペクトル  $X(f)$ 、 $E(f)$  ( $f = 1, \dots, 2L$ ) および時間平均  $\varepsilon[\cdot]$  から、

【0026】

【数12】

$$S_{xx}(f) \equiv \varepsilon[X^*(f)X(f)]$$

$$S_{xx}(f) \equiv \varepsilon[X^*(f)E(f)]$$

$$S_{ee}(f) \equiv \varepsilon[E^*(f)E(f)]$$

により求めた場合には、

$$\varepsilon[e_e^2(k)] \equiv \sum_{f=1}^{2L} S_{ee}(f) \gamma^2(f)$$

の関係から、最適なステップサイズが

$$\mu(k) = \frac{\varepsilon[e_e^2(k)]}{\varepsilon[e_e^2(k)] + \varepsilon[y_i^2(k)]} = \frac{\sum_{f=1}^{2L} S_{ee}(f) \gamma^2(f)}{\sum_{f=1}^{2L} S_{xx}(f)}$$

\*【0022】で計算される。通常、入力信号  $x(k)$  と妨害信号  $y_i(k)$ 、および残留反響信号  $e_e(k)$  と妨害信号  $y_i(k)$  は無相関と見なせるので、

【0023】

【数11】

【0027】の様求められる。残差信号  $e(k)$  から残留反響信号  $e_e(k)$  と妨害信号  $y_i(k)$  を分離することはできないが、このコヒーレンス解析を行うことにより、最適なステップサイズ  $\mu$  を求めることが可能になる。

【0028】

【数13】



11

入力チャネル数 $M=2$ のときも残差信号に占める反響成分のパワー比をコヒーレンス

$$\gamma^2(f) = 1 - (1 - \gamma_{1e}^2(f))(1 - \gamma_{2e,1}^2(f))$$

として求めることができる。ここで $\gamma_{1e}^2(f)$ は

$$\gamma_{1e}^2(f) = \frac{|\varepsilon[X_1^*(f)E(f)]|^2}{\varepsilon[X_1^*(f)X_1(f)]\varepsilon[E^*(f)E(f)]}$$

で定義され、第1チャネルの入力信号 $x_1(k)$ と残差信号 $e(k)$ のコヒーレンスである。また $\gamma_{2e,1}^2(f)$ は、

$X_{2,1}(f)$ : 信号 $x_2(k)$ から信号 $x_1(k)$ との相関成分を除去して得られた信号の短時間スペクトル

$E_{,1}(f)$ : 信号 $e(k)$ から信号 $x_1(k)$ との相関成分を除去して得られた信号の短時間スペクトルのコヒーレンス

$$\gamma_{2e,1}^2(f) = \frac{|\varepsilon[X_{2,1}^*(f)E_{,1}(f)]|^2}{\varepsilon[X_{2,1}^*(f)X_{2,1}(f)]\varepsilon[E_{,1}^*(f)E_{,1}(f)]}$$

である。相関成分の除去された信号の短時間スペクトルは、それぞれ

$$X_{2,1}(f) = X_2(f) - L_{12}(f)X_1(f)$$

$$L_{12} = \frac{\varepsilon[X_1^*(f)X_2(f)]}{\varepsilon[X_1^*(f)X_1(f)]}$$

$$E_{,1}(f) = E(f) - L_{1e}(f)X_1(f)$$

$$L_{1e} = \frac{\varepsilon[X_1^*(f)E(f)]}{\varepsilon[X_1^*(f)X_1(f)]}$$

によって計算される。

【0029】

【数14】

同様にして、入力チャネル数 $M>2$ のときのコヒーレンスも、

$$\gamma^2(f) = 1 - (1 - \gamma_{1e}^2(f)) \cdots (1 - \gamma_{Me, (M-1)}^2(f))$$

で計算される。式中の $\gamma_{me, (m-1)}^2(f)$  ( $m=1, \dots, M$ ) は、入力が2チャネルのケースと同様に

$$\gamma_{me, (m-1)}^2(f) = \frac{|\varepsilon[X_{m, (m-1)}^*(f)E_{, (m-1)}(f)]|^2}{\varepsilon[X_{m, (m-1)}^*(f)X_{m, (m-1)}(f)]\varepsilon[E_{, (m-1)}^*(f)E_{, (m-1)}(f)]}$$

で定義され、

【0030】  $X_{m, (m-1)}(f)$ : 信号 $x_m(k)$ から信号 $x_1(k)$ 、 $\dots$ 、 $x_{(m-1)}(k)$ との相関成分を除去した信号の短時間スペクトル、および

$E_{, (m-1)}(f)$ : 信号 $e(k)$ から信号 $x_1(k)$ 、 $\dots$ 、 $x_{(m-1)}(k)$ との相関成分を除去した信号の短時間スペクトルのコヒーレンスになっている。チャネル数 $M=2$ のときと同様に、相関成分を除去した後の短時間スペクトル $X_{m, (m-1)}(f)$ は

【0031】

【数15】

$$X_{m, (m-1)}(f) = X_m(f) - \sum_{i=1}^{m-1} L_{im}(f)X_{i, (i-1)}(f)$$

$$L_{im}(f) = \frac{\varepsilon[X_{i, (i-1)}^*(f)X_m(f)]}{\varepsilon[X_{i, (i-1)}^*(f)X_{i, (i-1)}(f)]}$$

によって、 $E_{, (m-1)}(f)$ は

$$E_{, (m-1)}(f) = E(f) - \sum_{i=1}^{m-1} L_{ie}(f)X_{i, (i-1)}(f)$$

$$L_{ie}(f) = \frac{\varepsilon[X_{i, (i-1)}^*(f)E(f)]}{\varepsilon[X_{i, (i-1)}^*(f)X_{i, (i-1)}(f)]}$$

によって計算される。

40

【0032】 以上の相関成分除去演算は図9の第1の相関除去部4321<sub>m</sub>と第2の相関除去部4322<sub>m</sub>により実行する。第1の相関除去部4321<sub>m</sub>に入力信号の短時間スペクトル $X_m(j, f)$ と相関が除去された信号のスペクトルを入力して相関成分を除去した後の短時間スペクトル $X_{m, (m-1)}(j, f)$ を得る。第2の相関除去部4322<sub>m</sub>に反響信号 $E(j, f)$ と相関が除去された信号のスペクトル $X_{m, (m-1)}(j, f)$ を入力して相関成分

50

13

を除去した後の短時間スペクトル  $E \cdot (m-1) \cdot (f)$  を得る。

【0033】 残留反響信号  $e_e(k)$  の予測値と入力信号  $x(k)$  のコヒーレンス  $\gamma^2(f)$  をステップサイズ制御に使用することも考えられる。残留反響信号の予測法として、例えば反響信号  $y_e(k)$  の各周波数成分を  $t(f)$  倍する方法が考えられる。一例として、 $t(f) = 0.1$  に設定する場合、残留反響の信号パワーを反響信号パワーの  $-20\text{ dB}$  であるものと想定して、残差信号  $e(k)$  に占める残留反響信号  $e_e(k)$  の比率を求めることに対応する。上述した  $M$  チャンネル入力信号と残差信号  $e(k)$  のコヒーレンス算出と同様にして  $M$  チャンネル入力信号  $x_1(k) \cdots x_M(k)$  と收音信号  $y(k)$  のコヒーレンス  $\gamma^2(f)$  が求められているとき、残差信号に占める反響信号成分の比率  $\gamma^2(f)$  は

【0034】

【数16】

$$\begin{aligned} \hat{\gamma}^2(f) &= \frac{r^2(f) S_{y_e y_e}(f)}{r^2(f) S_{y_e y_e}(f) + S_{y_e y_1}(f)} \\ &= \frac{r^2(f) \frac{S_{y_e y_1}(f)}{S_{y_e y_e}(f) + S_{y_1 y_1}(f)}}{r^2(f) \frac{S_{y_e y_1}(f)}{S_{y_e y_e}(f) + S_{y_1 y_1}(f)} + \frac{S_{y_1 y_1}(f)}{S_{y_e y_e}(f) + S_{y_1 y_1}(f)}} \\ &= \frac{r^2(f) \gamma^2(f)}{r^2(f) \gamma^2(f) + (1 - \gamma^2(f))} \end{aligned}$$

20

$$\hat{\mathbf{H}}(j+1) = \hat{\mathbf{H}}(j) + \mu d \hat{\mathbf{H}}(j)$$

のように周波数帯域ごとに更新される。

残差信号に占める反響信号成分の比率は、コヒーレンス解析によって周波数帯域ごとに推定可能である。コヒーレンスに基づくステップサイズ制御法を周波数領域の適応アルゴリズムと組み合わせるならば、周波数帯域ごとに最適なステップサイズをもちいて適応フィルタ係数を更新することが可能となる。信号ブロック長を  $2L$  とすれば、その更新は

$$\hat{\mathbf{H}}(j+1) = \hat{\mathbf{H}}(j) + \mu \begin{bmatrix} \gamma(1) & 0 \\ 0 & \gamma(2L) \end{bmatrix} d \hat{\mathbf{H}}(j)$$

であらわされる。

【0037】 以下、この発明の実施の形態を実施例を参照して説明する。

実施例1

実施例1においては、文献D. Mansour and A. H. Gray, "Unconstrained Frequency-Domain Adaptive Filter," IEEE Trans. Acoust., Speech, Signal Processing, vol. ASSP-30, No. 5, pp. 726-734 (1982) で提案されたアルゴリズムをマルチチャンネルに拡張し、コヒーレンスに基づくステップサイズ制御方法を適用した場合を説明する。この周波数領域適応アルゴリズムは、白色化処理により受信信号の如きスペクトルに偏りのある信号が入力されても適応フィルタの収束特性の劣化が防止される。

【0038】 以下の説明は、残差信号を対象信号とし、

14

\*【0035】 の様に、 $\gamma^2(f)$  から算出することができる。適応フィルタの更新方法としては、上述したNLMS法の如く毎サンプルの処理を時間領域で行う仕方の他に、一定区間毎に処理を行うブロック処理方式がある。これは、文献 E. R. Ferrara, "Fast Implementation of LMS adaptive filters," IEEE Trans. Acoust., Speech Signal Processing, vol. ASSP-28, pp. 474-475 (1980) です。すでに提案されている通り、FFTを利用して周波数領域の適応フィルタ係数を扱うことにより、トータルの計算量を大幅に削減することができる。この適応アルゴリズムでは、周波数領域の適応フィルタ係数ベクトル  $\mathbf{H}^T(j)$  が

【0036】

【数17】

適応フィルタ長を  $L$  とし、Overlap-save方式を使用して  $L/D$  サンプル毎に長さ  $2L$  の信号ベクトルを処理する場合を取り扱っている。

(ステップ1) 入力信号  $x_m(k)$  ( $m = 1, \dots, M$ ) を、 $L/D$  サンプル毎に長さ  $2L$  の信号ベクトルにブロック化して、FFTにより周波数領域に変換する。  
 $\mathbf{X}_m(j) = \text{diag}(\text{FFT}([x_m(jL/D - 2L + 1), \dots, x_m(jL/D)]^T))$ 、ここで、  
 $(m = 1, \dots, M)$

ただし、関数  $\text{FFT}(x)$  はベクトル  $x$  をFFT変換する関数であり、ベクトル  $x$  は関数  $\text{diag}(x)$  によりその要素を対角成分とする行列に変換される。即ち、

$\mathbf{x} = [x(1) \cdots x(2L)]^T$  のとき

【0039】

【数18】

$$\text{diag}(x) = \begin{bmatrix} x(1) & 0 & \cdots & 0 \\ 0 & \ddots & \ddots & \vdots \\ \vdots & \ddots & \ddots & 0 \\ 0 & \cdots & 0 & x(2L) \end{bmatrix}$$

である。

【0040】（ステップ2）周波数領域で $X_m(j)$ と第 $m$ チャンネルの周波数領域での適応フィルタ係数ベクトル $H_m(j)$ を掛けることで、チャンネル毎に入力信号ベクトルをフィルタ処理する。計算結果を逆FFT処理して、時間領域の信号ベクトル $y_m(j)$ を得る。

$$y_m(j) = [O_L \quad I_L] \text{IFFT}(X_m(j) H_m(j))$$

ただし、 $H_m(j)$ は要素数 $2L$ の複素数ベクトルであり、逆FFT変換して前半 $L$ 個を取り出すと、適応フィルタのインパルス応答になる。 $O_L$ は $L \times L$ の零行

\*列、 $I_L$ は $L \times L$ の単位行列である。

【0041】（ステップ3）信号ベクトル $y_m(j)$ を加算して、予測反響信号のベクトル $y^*(j)$ を得る。

$$y^*(j) = \sum_{m=1}^M y_m(j)$$

（ステップ4）時間領域にて受信信号ベクトル $y(j)$ と予測反響ベクトル $y^*(j)$ から残差信号ベクトル $E(j)$ を求め、FFTにより周波数領域に変換する。

【0042】

【数19】

$$E(j) = \text{FFT}([0, \dots, 0, y^T(j) - \hat{y}^T(j)]^T)$$

ただし

$$y(j) = [y(jL/D - L + 1) \cdots y(jL/D)]^T$$

である。

（ステップ5）

【0043】

【数20】

時刻 $jL/D$ において、受話信号ベクトルと残差信号ベクトルを

$$[X_m(j, f) \cdots X_m(j, f) \cdots X_m(j, 2L)] = \text{FFT}([x_m(jL/D - 2L + 1) \cdots x_m(jL/D)])$$

$$(m = 1, \dots, M)$$

$$[E(j, f) \cdots E(j, f) \cdots E(j, 2L)] = \text{FFT}([e(jL/D - 2L + 1) \cdots e(jL/D)])$$

のようにFFTをもちいて周波数領域に変換する。

そして、図9の信号フローにより

 $X_{m-(m-1)}(j, f)$ : 信号 $x_m(k)$ から信号 $x_1(k), \dots, x_{m-1}(k)$ との相関成分を

除去した信号の短時間スペクトル

 $E_{-(m-1)}(j, f)$ : 残差信号 $e(k)$ から信号 $x_1(k), \dots, x_{m-1}(k)$ との相関成分を

除去した信号の短時間スペクトル、

を求め、図8の信号フローにより

$$\gamma_{m-(m-1)}^2(j, f) =$$

$$\frac{|\varepsilon[X_{m-(m-1)}^*(j, f) E_{-(m-1)}(j, f)]|^2}{\varepsilon[X_{m-(m-1)}^*(j, f) X_{m-(m-1)}(j, f)] \varepsilon[E_{-(m-1)}^*(j, f) E_{-(m-1)}(j, f)]}$$

を求め、残差信号に占める反響成分の比率を、

$$\gamma^2(j, f) = 1 - (1 - \gamma_{1-(1)}^2(j, f)) \cdots (1 - \gamma_{M-(M-1)}^2(j, f))$$

により求める。

【0044】

【数21】

17

相関成分の除去された信号の短時間スペクトル $X_{m-(n-1)}(j, f)$ および

$E_{-(n-1)}(j, f)$ は、図9の信号フローにより、 $X_1(j, f), \dots, X_M(j, f)$ および

$E(j, f)$ から求められる。具体的には、短時間スペクトル

$X_{m-(n-1)}(j, f)$ は

$$X_{m-(n-1)}(j, f) = X_m(j, f) - \sum_{i=1}^{n-1} L_{i,m}(j, f) X_{i-(i-1)}(j, f)$$

$$L_{i,m}(j, f) = \frac{E[X_{i-(i-1)}^*(j, f) X_m(j, f)]}{E[X_{i-(i-1)}^*(j, f) X_{i-(i-1)}(j, f)]}$$

によって計算され、短時間スペクトル $E_{-(n-1)}(j, f)$ は

$$E_{-(n-1)}(j, f) = E(j, f) - \sum_{i=1}^{n-1} L_{i,e}(j, f) X_{i-(i-1)}(j, f)$$

$$L_{i,e}(j, f) = \frac{E[X_{i-(i-1)}^*(j, f) E(j, f)]}{E[X_{i-(i-1)}^*(j, f) X_{i-(i-1)}(j, f)]}$$

によって計算される。

【0045】(ステップ6) 残差信号と入力信号を周波数領域で処理し、修正ベクトル $d \hat{H}_m(j)$ を求める。

【0046】

【数22】

$$\hat{h}_m(j) = [I_L \ 0_L] \text{IFFT}(X_m^*(j) E(j))$$

$$d \hat{H}_m(j) = \text{FFT}([\hat{h}_m^T(j), \overbrace{0, \dots, 0}^L]^T)$$

\*

$$P(k) = \text{diag} \left( \left[ \frac{1}{p(j,1)+\delta} \ \dots \ \frac{1}{p(j,2L)+\delta} \right] \right)$$

により計算する。行列 $P(k)$ の対角要素は、周波数成分ごとに求めた入力信号パワーの逆数になる。 $\delta$ は分母が0になることを防止するための微小な正定数である。 $p(j, f)$  ( $f=1 \dots 2L$ )は、

$$p(j, f) = \beta p(j-1, f) + (1-\beta) \sum_{m=1}^M X_m^*(j, f) X_m(j, f)$$

【0049】により求めた入力信号のパワースペクトル総和である。ただし、 $X^*$ は複素数 $X$ の複素共役であり、 $\beta$ は短時間平均をとるための平滑化定数で $0 < \beta < 1$ の値をとる。

(ステップ8) ステップ5において求められた残差信号に占める反響成分の比率 $\gamma^2(f)$ から

【0050】

【数24】

$$M(j) = \mu_0 \begin{bmatrix} \gamma^2(1) & & & 0 \\ \vdots & \gamma^2(2) & & \\ \vdots & & \gamma^2(3) & \\ \vdots & & & \ddots \\ 0 & & & & \gamma^2(2L) \end{bmatrix}$$

ただし $\mu_0$ は、0～1の値に設定する。

【0051】によりコヒーレンス $\gamma^2(f)$ を対角要素とする行列 $M(j)$ を求める。ただし、 $\mu_0$ は0～1の間の固定値に設定される。適応フィルタを次式で更新する。

$$\hat{H}_m(j+1) = \hat{H}_m(j) + M(j) P(j) d \hat{H}_m(j)$$

18

\*【0047】ただし、行列 $X_m^*(k)$ の各成分は行列 $X_m(k)$ 各成分の複素共役である。

(ステップ7) 行列 $P(k)$ を、

【0048】

20 【数23】

行列 $M(j)$ を掛けることにより周波数帯域毎に残差信号に占める反響成分の比率 $\gamma^2(f)$ に基づいてステップサイズが最適に制御される。行列 $P(j)$ を修正ベクトル $d \hat{H}_m(j)$ に掛けることは入力信号の白色化処理に対応し、入力信号が音声の様に有色性信号のとき適応フィルタの収束特性を向上させることが知られている。

【0052】実施例1の方法は、図3の構成の反響消去部4により実施される。入力信号 $x_1(k), \dots, x_M(k)$ はTF変換部4111～411Mにてステップ1の如くにブロック化され、周波数領域に変換される。そして、フィルタ処理部4121～412MとFT変換部4131～413M、ベクトル加算部414にてステップ2、3の様に時間領域の予測反響信号のベクトル $\hat{y}^-(j)$ が算出される。收音信号 $y(k)$ は、入力信号 $x(k)$ と時間ズレが生じない様にブロック化部45でブロック化され、そして、信号ベクトル減算部42でステップ4の様に予測反響の信号ベクトル $\hat{y}^-(j)$ が差し引かれ、TF変換部431にて周波数領域の残差信号ベクトル $E^-(j)$ が求められる。

【0053】コヒーレンス推定部432は、周波数領域の残差信号ベクトル  $E(j)$  と周波数領域の入力信号ベクトル  $X_m(j)$  から、ステップ5に従ってコヒーレンスを算出する。コヒーレンス推定部432の具体的な構成は図8および図9に示されている。各周波数帯域に対応する第1および第2の相関除去部4321、4322に、残差信号ベクトル  $E(j)$  と周波数領域の入力信号ベクトル  $X_m(j)$  を入力し、相関の除去された短時間スペクトルからコヒーレンス算出部4323、4324によりコヒーレンスを算出し、反響成分比率算出部4324にて残差信号に占める反響成分の比率を求める。

【0054】フィルタ更新部4331~4334は周波数領域の入力信号ベクトル  $X_m(j)$  と周波数領域の残差信号ベクトル  $E(j)$  とからステップ6に従って周波数領域で修正ベクトルを求めると同時にステップ7に従って行列  $P(j)$  を計算する。そして、ステップ8に従って修正ベクトルを補正して適応フィルタ係数を更新する。更新されたフィルタ係数は、フィルタ処理部4121~4124に渡される。

#### 実施例2

実施例2は、コヒーレンスに基づくステップサイズ制御方法を、文献「江村、羽田、"付加信号強調型の周波数領域ステレオ適応アルゴリズム"、日本音響学会2001年秋季研究発表会、pp. 537-538(2001)」で提案されているマルチチャネル適応アルゴリズムに適用し残差信号を対象信号とした場合について説明する。

【0055】この適応アルゴリズムは、入力信号  $x_m(k)$  の代わりに修正用信号  $z_m(k)$  から適応フィルタの修正ベクトルを求める。そのために、図4のMチャネル反響消去部7にはMチャネル受話信号  $u_m(k)$  の他に、相関変動処理部61~64により生成されたMチャネル付加信号  $g_m(u_m(k))$  も入力される。なお、相関変動処理部61~64は、マルチチャネル反響消去装置の反響経路推定性能向上に一般的に使われる装置である。図4のMチャネル反響消去部7は、以下のステップに従って適応フィルタの係数を更新する。

【0056】(ステップ1) 各チャネルの受話信号  $u_m(k)$  と受話信号  $u_m(k)$  を相関変動処理部64に入力し

て得られた付加信号  $g_m(u_m(k))$  とから再生信号  $x_m(k)$  と修正用信号  $z_m(k)$  を

$$x_m(k) = u_m(k) + g_m(u_m(k))$$

$$z_m(k) = a u_m(k) + g_m(u_m(k))$$

(ただし、 $m=1, \dots, M$ 、 $0 < a \leq 1$ )

により生成する。そして、 $L/D$  サンプル毎に長さ  $2L$  の信号ベクトルにブロック化し、FFTにより、

$$X_m(j) = \text{diag}(\text{FFT}([x_m(jL/D-2L+1), \dots, x_m(jL/D)]^T))$$

$$Z_m(j) = \text{diag}(\text{FFT}([z_m(jL/D-2L+1), \dots, z_m(jL/D)]^T))$$

(ただし、 $m=1, \dots, M$ ) の様に周波数領域に変換する。

【0057】(ステップ2) 周波数領域で  $X_m(j)$  と  $H_m^*(j)$  を掛けることで、チャネル毎に入力信号ベクトルをフィルタ処理する。計算結果を逆FFT処理し、時間領域の信号ベクトル  $y_m^*(j)$  (ただし、 $m=1, \dots, M$ ) を得る。

$$y_m^*(j) = [O_L \quad I_L] \text{IFFT}(X_m(j) H_m^*(j))$$

ただし、 $O_L$  は  $L \times L$  の零行列、 $I_L$  は  $L \times L$  の単位行列である。

(ステップ3) 信号ベクトル  $y_m^*(j)$  ( $m=1, \dots, M$ ) を加算して、予測反響信号のベクトル  $y^*(j)$  を得る。

$$【0058】 y^*(j) = \sum_{m=1}^M y_m^*(j)$$

(ステップ4) 時間領域にて受信信号ベクトル  $y(j)$  と予測反響信号のベクトル  $y^*(j)$  から残差信号ベクトルを求め、FFTにより周波数領域に変換する。

【0059】

【数25】

$$E(j) = \text{FFT}([0, \dots, 0, y^T(j) - \hat{y}^T(j)]^T)$$

ただし

$$y(j) = [y(jL/D-L+1) \dots y(jL/D)]^T$$

である。

(ステップ5)

【0060】

【数26】

時刻 $jL/D$ において、受信信号ベクトルと残差信号ベクトルを

$$[X_m(j, f) \cdots X_m(j, f) \cdots X_m(j, 2L)] = FFT([x_m(jL/D - 2L + 1) \cdots x_m(jL/D)])$$

( $m = 1, \dots, M$ )

$$[E(j, f) \cdots E(j, f) \cdots E(j, 2L)] = FFT([e(jL/D - 2L + 1) \cdots e(jL/D)])$$

のようにFFTをもちいて周波数領域に変換する。

そして、図9の信号フローにより

$X_{m, (m-1)}(j, f)$ : 信号 $x_m(k)$ から信号 $x_1(k), \dots, x_{m-1}(k)$ との相関成分を

除去した信号の短時間スペクトル

$E_{, (m-1)}(j, f)$ : 残差信号 $e(k)$ から信号 $x_1(k), \dots, x_{m-1}(k)$ との相関成分を

除去した信号の短時間スペクトル、

を求め、図8の信号フローにより

$$\gamma_{m, (m-1)}^2(j, f) =$$

$$\frac{|\varepsilon[X_{m, (m-1)}^*(j, f) E_{, (m-1)}(j, f)]|^2}{\varepsilon[X_{m, (m-1)}^*(j, f) X_{m, (m-1)}(j, f)] \varepsilon[E_{, (m-1)}^*(j, f) E_{, (m-1)}(j, f)]}$$

を求め、残差信号に占める反響成分の比率を、

$$\gamma^2(j, f) = 1 - (1 - \gamma_{1, 0}^2(j, f)) \cdots (1 - \gamma_{M, (M-1)}^2(j, f))$$

により求める。

【0061】

【数27】

相関成分の除去された信号の短時間スペクトル $X_{m, (m-1)}(j, f)$ および

$E_{, (m-1)}(j, f)$ は、図9の信号フローにより、 $X_1(j, f), \dots, X_M(j, f)$ および

$E(j, f)$ から求められる。具体的には、短時間スペクトル

$X_{m, (m-1)}(j, f)$ は

$$X_{m, (m-1)}(j, f) = X_m(j, f) - \sum_{i=1}^{m-1} L_{im}(j, f) X_{i, (i-1)}(j, f)$$

$$L_{im}(j, f) = \frac{\varepsilon[X_{i, (i-1)}^*(j, f) X_m(j, f)]}{\varepsilon[X_{i, (i-1)}^*(j, f) X_{i, (i-1)}(j, f)]}$$

によって計算され、短時間スペクトル $E_{, (m-1)}(j, f)$ は

$$E_{, (m-1)}(j, f) = E(j, f) - \sum_{i=1}^{m-1} L_{ie}(j, f) X_{i, (i-1)}(j, f)$$

$$L_{ie}(j, f) = \frac{\varepsilon[X_{i, (i-1)}^*(j, f) E(j, f)]}{\varepsilon[X_{i, (i-1)}^*(j, f) X_{i, (i-1)}(j, f)]}$$

によって計算される。

【0062】(ステップ6) 残差信号と修正用信号を周波数領域で処理し、修正ベクトル $d \hat{H}_m(j)$ を求める。

\* 【0063】

【数28】

$$\hat{b}_m(j) = [1_L \quad 0_L] / FFT(Z_m^*(j) E(j))$$

$$d \hat{H}_m(j) = FFT([\hat{b}_m^T(j), \overbrace{0, \dots, 0}^L])$$

ただし行列 $Z_m^*(j)$ の各成分は修正用信号から生成された行列 $Z_m(j)$ 各成分の複素共役である。

ステップ7

行列 $P(j)$ を

$$P(j) = \text{diag} \left[ \left[ \frac{1}{p(j, 1) + \delta} \quad \cdots \quad \frac{1}{p(j, 2L) + \delta} \right] \right]$$

$$p(j, f) = \beta p(j - 1, f) + (1 - \beta) \sum_{m=1}^M |X_m(j, f) Z_m(j, f)|^2 \quad (f = 1, \dots, 2L)$$

【0064】により計算する。ただし、関数 $X_m(j, f)$ 、 $Z_m(j, f)$ は行列 $X_m(j)$ および行列 $Z_m(j)$ の $(f, f)$ 番目の要素である。 $\delta$ は分母が0

50 になることを防止するための微小な正定数である。行列 $P(j)$ 中の $p(j, f)$ は、各チャネルの入力信号と修正用信号のクロススペクトルの総和になっている。

(ステップ8) ステップ5において求められたコヒーレンス  $\gamma^2(f)$  から

【0065】

【数29】

$$M(j) = \mu_0 \begin{bmatrix} \gamma^2(1) & & & 0 \\ \vdots & \gamma^2(2) & & \\ \vdots & & \gamma^2(3) & \\ \vdots & & & \ddots \\ 0 & & & & \gamma^2(2L) \end{bmatrix}$$

ただし  $\mu_0$  は、0～1の値に設定する。

【0066】によりコヒーレンス  $\gamma^2(f)$  を対角要素とする行列  $M(j)$  を求める。ただし、 $\mu_0$  は0～1の間の固定値に設定される。適応フィルタを次式で更新する。

$$H_m(j+1) = H_m(j) + M(j) P(j) d H_m(j)$$

行列  $M(j)$  を掛けることにより周波数帯域毎に対象信号に占める反響成分の比率に基づいてステップサイズが最適に制御される。行列  $P(j)$  を修正ベクトル  $d H_m(j)$  に掛けることは入力信号の白色化処理に対応し、入力信号が音声の様に有色性信号のとき適応フィルタの収束特性を向上させることが知られている。

【0067】Mチャンネル反響消去部7の内部は、図5の様な構成をとる。再生信号  $x_m(k)$  および修正用信号  $z_m(k)$  をTF変換するTF変換部702<sub>m</sub>、705<sub>m</sub>は、図3のTF変換部411<sub>m</sub>に対応している。加算器701<sub>m</sub>により受話信号  $u_m(k)$  に付加信号  $g_m(u_m(k))$  が加算されて再生信号  $x_m(k)$  が生成され、TF変換部702<sub>m</sub> によって行列  $X_m(j)$  に変換される。また、受話信号を  $u_m(k)$  は減衰器703<sub>m</sub>によりa倍され(ただし、aは0から1の値)、加算器704<sub>m</sub>により付加信号  $g_m(u_m(k))$  が加算されて修正用信号  $z_m(k)$  が生成される。そして、TF変換部705<sub>m</sub>により行列  $Z_m(j)$  に変換される。

【0068】行列  $X_m(j)$  はフィルタ処理部712<sub>m</sub> に渡され、行列  $Z_m(j)$  はフィルタ更新部733<sub>m</sub> に渡される。フィルタ処理部712<sub>m</sub>、FT変換部713<sub>m</sub>、ベクトル加算部714は、ステップ2およびステップ3の処理を経て予測反響信号が生成される。マイクロホン3から得られる收音信号  $y(k)$  は、ブロック化部75でブロック化され、ステップ4に従ってベクトル減算部72にて予測反響信号ベクトルとの差がとられ、TF変換部731で周波数領域へ変換される。コヒーレンス推定部732は、周波数領域の残差信号ベクトル  $E(j)$  と入力信号ベクトル  $X_m(j)$  からステップ5に従ってコヒーレンスを推定する。フィルタ更新部733<sub>m</sub> ( $m=1, \dots, M$ ) は、ステップ6、ステップ7、ステップ8に従って周波数領域で  $H_m(j)$  を更新す

る。

【0069】図7を参照して実施例2の数値シミュレーション結果を説明する。この数値シミュレーションは、入力チャンネル数を  $M=2$  とし、サンプリング周波数を8kHzに設定し、反響経路として残響時間200msの部屋で実測した室内伝達関数を700タップに打ち切って反響を生成した。また、妨害信号としてはレベル変動するホス雑音と送話信号が重畳した信号を使用した。反響信号、妨害信号、收音信号=反響信号+妨害信号および本手法適用後の残差信号  $e(k)$  は、それぞれ図6の様になっている。この信号を使用し、ステップサイズ制御を行わない従来方法と提案するステップサイズ制御方法を比較した。

【0070】チャンネル当りの適応フィルタタップ数を  $L=512$  とし、適応フィルタが128サンプル即ち16ms毎に更新される様に  $D=4$  に設定した。また、 $\mu_0=0.2$  に設定した。適応フィルタの係数誤差の変化を図7に示す。このグラフによれば、妨害信号が若干大きくなっている区間 ( $t=4\sim6$  s) において、従来方法(点線)では推定による係数誤差が悪化している。しかし、提案方法(実線)は、この区間の推定は安定である。また、妨害信号が急激に大きくなる区間 ( $t=6$  s) において、従来方法は係数誤差が0dBから8dBに拡大して反響経路推定が不安定になっている。一方、提案方法は、この区間の係数誤差の悪化は-6dBから-5dBの1dBにとどまっている。

【0071】

【発明の効果】以上の通りであって、この発明によれば、周波数領域の適応フィルタ係数と直前フレームのフィルタ係数の間の修正量として、従来の修正ベクトルと入力信号パワーの逆数の積を、残差信号もしくは收音信号と入力信号との間のコヒーレンスを用いて補正することにより、送話、周囲騒音その他の反響以外の妨害信号の存在する状況下においても適応フィルタの反響経路推定を頑健にすることができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】多チャンネル音響通信装置全体の概略を説明する図。

【図2】従来例を説明する図。

【図3】実施例を説明する図。

【図4】実施例を含む多チャンネル音響通信装置全体の概略を説明する図。

【図5】他の実施例を説明する図。

【図6】反響信号、妨害信号、收音信号を示す図。

【図7】実施例の数値シミュレーション結果を示す図。

【図8】コヒーレンスおよび反響成分比率の算出を説明する図。

【図9】関連成分除去演算を説明する図。

【図1】

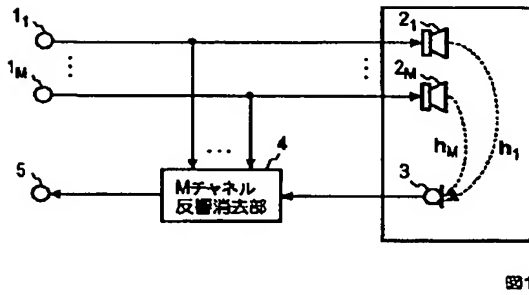


図1

【図2】

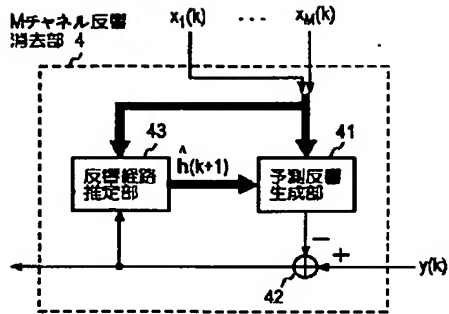


図2

【図3】

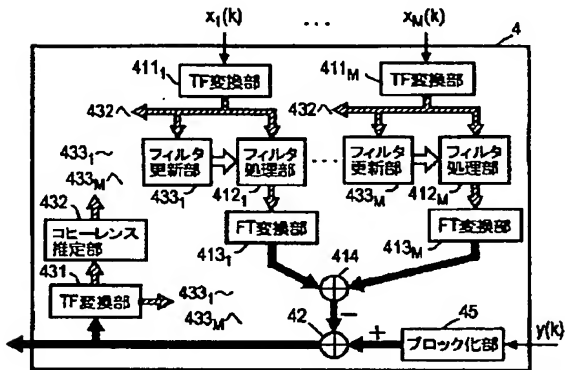


図3

【図4】

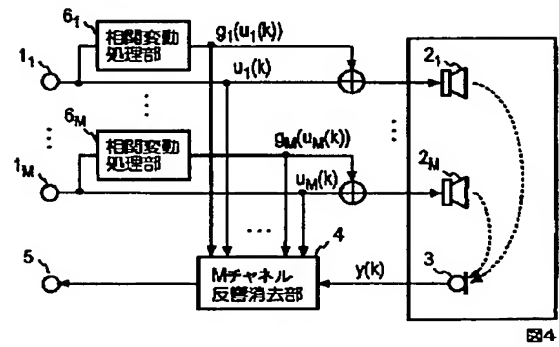


図4

【図5】

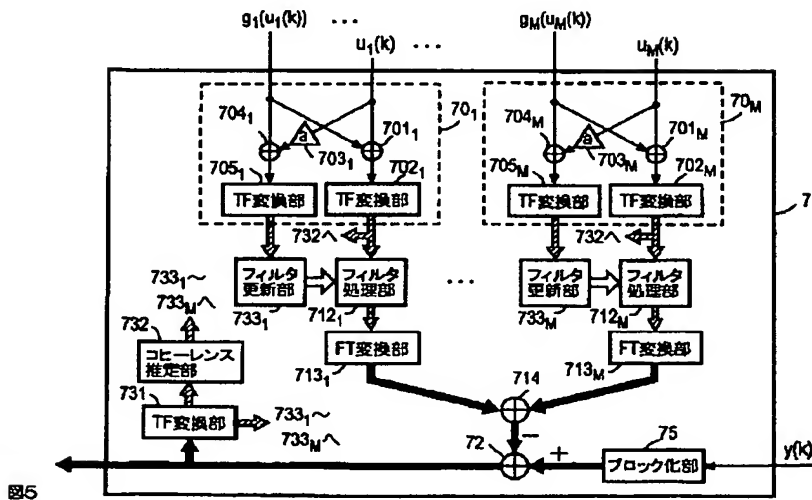
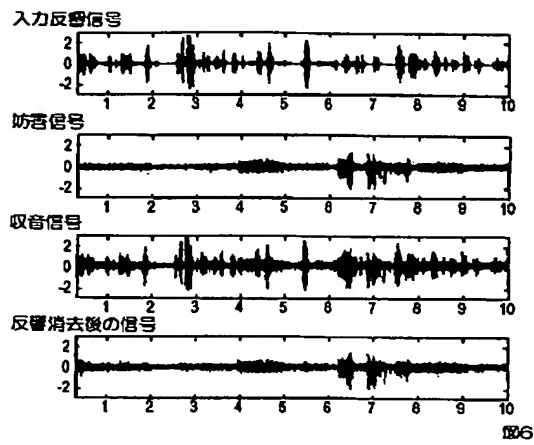


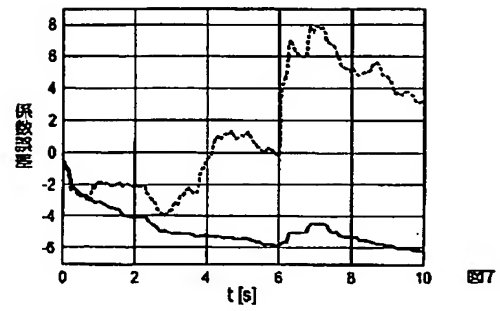
図5



【図6】



【図7】



【図8】

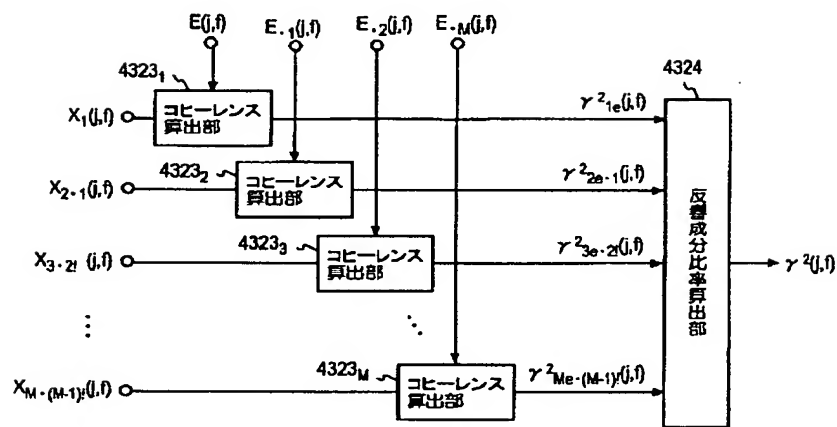


図8

【図9】

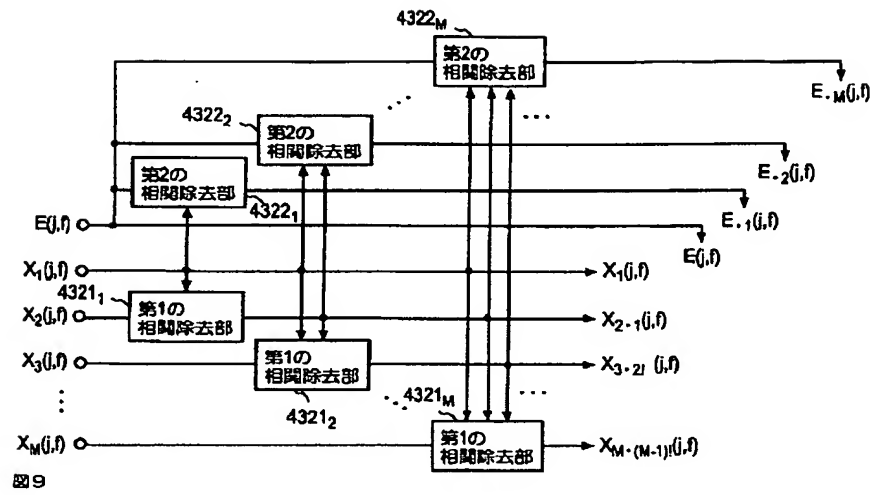


図9